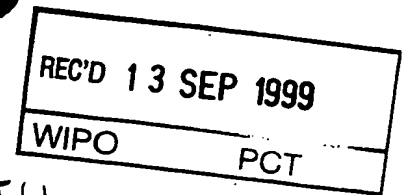


00/763934

INPI

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

FR 99/02089

EJU

BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

**PRIORITY
DOCUMENT**SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)**COPIE OFFICIELLE**

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

LE DOSSIER A FAIT L'OBJET D'UN RETRAIT.

Fait à Paris, le **12 AOUT 1999**

Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE
26 bis. rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

THIS PAGE BLANK (USPTO)

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES

04 SEP. 1998

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

98 11095 -

DÉPARTEMENT DE DÉPÔT

DATE DE DÉPÔT

04 SEP. 1998

1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE

CABINET PLASSERAUD
84, rue d'Amsterdam
75440 PARIS CEDEX 09

n° du pouvoir permanent références du correspondant téléphone
BLO/FC-BFF980200 0144634111

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

☒ brevet d'invention

☐ demande divisionnaire

☐ certificat d'utilité

☐ transformation d'une demande
de brevet européen

☒ demande initiale

☒ brevet d'invention

☐ certificat d'utilité n°

date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé

☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

☐ oui

☐ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

**PROCEDE D'EGALISATION NUMERIQUE, ET RECEPTEUR DE RADIOCOMMUNICATION
METTANT EN OEUVRE UN TEL PROCEDE**

3 DEMANDEUR (S) n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

NORTEL MATRA CELLULAR

Forme juridique

**Société en Commandite
par Actions**

Nationalité (s) **Française**

Adresse (s) complète (s)

**place des Frères Montgolfier
BP 50
78042 GUYANCOURT**

Pays

FRANCE

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre ☐

4 INVENTEUR (S) Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui

☒ non

Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

☐ requise pour la 1ère fois

☐ requise antérieurement au dépôt : joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

7 DIVISIONS

antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE

(nom et qualité du signataire)

CABINET PLASSERAUD

B. LOISEL - N° 940311

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION : SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI

[Signature]



BREVET D'INVENTION, CERTIFICAT D'UTILITE

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DIVISION ADMINISTRATIVE DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Petersbourg

75800 Paris Cédex 08

Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

BLO/FC-BFF980200

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

9811095

TITRE DE L'INVENTION : PROCÉDE D'EGALISATION NUMERIQUE, ET RECEPTEUR
DE RADIOCOMMUNICATION METTANT EN OEUVRE UN
TEL PROCÉDE

LA DEMANDERESSE : NORTEL MATRA CELLULAR
ayant pour mandataire

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

CABINET PLASSERAUD
84, rue d'Amsterdam
75440 PARIS CEDEX 09

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

DORNSTETTER, Jean-Louis
25, place Suzanne Lenglen
78370 PLAISIR

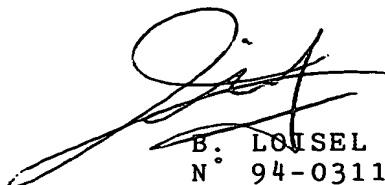
BEN RACHED, Nidham
32, rue Baron
75017 PARIS

BONHOMME, Corinne
24, rue des Coulommières
77700 CHESSY

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature (s) du (des) demandeur (s) ou du mandataire

Paris, le 4 septembre 1998


B. LOISEL
N° 94-0311

RETRAIT

PROCÉDÉ D'ÉGALISATION NUMÉRIQUE, ET RÉCEPTEUR
DE RADIOCOMMUNICATION METTANT EN ŒUVRE UN TEL PROCÉDÉ

La présente invention concerne l'égalisation numérique des signaux. Elle trouve une application importante dans le domaine des radiocommunications.

Le procédé s'applique lorsqu'on reçoit un signal issu d'un émetteur par l'intermédiaire d'un canal de transmission entre émetteur et récepteur, dont la réponse est connue ou a été préalablement estimée. Un problème principal qui se pose alors est celui du compromis entre les performances de l'égaliseur et sa complexité.

Une estimation complète, selon le maximum de vraisemblance, de tous les symboles discrets composant le signal émis est possible, par exemple en employant l'algorithme de Viterbi (voir G.D. Forney Jr. : « The Viterbi Algorithm », Proc. of the IEEE, Vol. 61, No. 3, mars 1973, pages 268-278). Néanmoins, dès que la réponse impulsionnelle des canaux devient longue ou que le nombre de valeurs discrètes possibles des symboles devient important, la complexité exponentielle de ces méthodes les rend impraticables.

On considère le cas d'un canal de radiocommunication servant à la transmission d'un signal composé de séquences ou trames successives de n symboles d_k ($1 \leq k \leq n$). Les symboles d_k sont à valeurs discrètes : binaires (± 1) dans le cas d'une modulation de type BPSK (binary phase shift keying), quaternaires ($\pm 1 \pm j$) dans le cas d'une modulation de type QPSK (quaternary phase shift keying)...

Après conversion en bande de base, numérisation et filtrage adapté, un vecteur Y du signal reçu reflétant les symboles émis sur la durée d'une trame a pour expression :

$$Y = \begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_k \\ \vdots \\ Y_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ r_1 & r_0 & 0 & & \vdots \\ & r_1 & r_0 & \dots & 0 \\ \vdots & & r_1 & \dots & 0 \\ & \vdots & & \dots & r_0 \\ r_W & & & & r_1 \\ 0 & r_W & & & \vdots \\ 0 & 0 & r_W & & \vdots \\ \vdots & & & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & r_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_k \\ \vdots \\ d_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_{N,1} \\ Y_{N,2} \\ \vdots \\ Y_{N,k} \\ \vdots \\ Y_{N,L} \end{pmatrix} = A.D + Y_N \quad (1)$$

où $W+1$ est la longueur, en nombre de bits, de la réponse impulsionnelle estimée du canal, $\underline{r} = (r_0, r_1, \dots, r_W)$ est la réponse impulsionnelle estimée du canal, les r_q étant des
5 nombres complexes tels que $r_q=0$ si $q<0$ ou $q>W$, y_k est le k -ième échantillon complexe reçu avec $1 \leq k \leq L=n+W$, et Y_N est un vecteur de taille L composé d'échantillons de bruit additif $Y_{N,k}$. La réponse impulsionnelle estimée \underline{r} tient compte du canal de propagation, de la mise en forme du
10 signal par l'émetteur et du filtrage de réception.

La matrice A de taille $L \times n$ a une structure de type Toeplitz le long de sa diagonale principale, c'est-à-dire que si $\alpha_{i,j}$ désigne le terme situé à la i -ième ligne et à la j -ième colonne de la matrice A , alors $\alpha_{i+1,j+1} = \alpha_{i,j}$ pour
15 $1 \leq i \leq L-1$ et $1 \leq j \leq n-1$. Les termes de la matrice A sont donnés par : $\alpha_{1,j} = 0$ pour $1 < j \leq n$ (A n'a donc que des zéros au-dessus de sa diagonale principale) ; $\alpha_{i,1} = 0$ pour $W+1 < i \leq L$ (structure de matrice-bande) ; et $\alpha_{i,1} = r_{i-1}$ pour $1 \leq i \leq W+1$.

La relation matricielle (1) exprime que le signal
20 reçu Y est l'observation, affectée d'un bruit additif, du produit de convolution entre la réponse impulsionnelle du canal et les symboles émis. Ce produit de convolution peut encore s'exprimer par sa transformée en Z :

$$Y(Z) = R(Z) . D(Z) + Y_N(Z) \quad (2)$$

25 où $D(Z)$, $Y(Z)$, $R(Z)$ et $Y_N(Z)$ sont les transformées en Z

respectives des symboles émis, du signal reçu, de la réponse impulsionnelle du canal et du bruit :

$$\square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square\square\square \mathcal{D}(z) \quad (3)$$

$$\square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square\square\square \gamma(z) \quad (4)$$

$$5 \quad \square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square\square\square \mathcal{L}(z) \quad (5)$$

Une solution classique pour résoudre un système tel que (1) est la méthode dite de forçage à zéro (« zero forcing »), suivant laquelle on détermine le vecteur $\square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square\square\square Z_F$ à n composantes continues qui minimise l'erreur quadratique $\square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square\square\square$. Une discrétisation des composantes du vecteur $\square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square\square\square Z_F$ relative à chaque canal intervient ensuite, souvent par le biais d'un décodeur de canal. La solution $\square \text{ INCORPORER Equation.2 } \square \hat{D}_{ZF}$ au sens des moindres carrés est donnée par : $\hat{D}_{ZF} = (A^H A)^{-1} A^H Y$, où A^H désigne la matrice transposée conjuguée de A . On est alors ramené au problème de l'inversion de la matrice hermitienne définie positive $A^H A$. Cette inversion peut être réalisée par divers algorithmes classiques, d'une manière directe (méthodes de Gauss, de Cholesky...) ou par des techniques itératives (algorithmes de Gauss-Seidel, du gradient...).

L'erreur d'estimation $D - \hat{D}_{ZF}$ est égale à $(A^H A)^{-1} A^H Y_N$, ce qui montre que la solution obtenue est affectée d'un bruit de variance :

$$\sigma^2 = E(\|D - \hat{D}_{ZF}\|^2) = N_0 \times \text{Trace}[(A^H A)^{-1}] \quad (6)$$

où N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit. On voit qu'il se produit une amplification du bruit (« noise enhancement ») quand la matrice $A^H A$ est mal conditionnée, c'est-à-dire quand elle a une ou plusieurs valeurs propres proches de 0.

Cette amplification du bruit est le principal inconvénient des méthodes de résolution classiques. Dans la pratique, les cas de mauvais conditionnement de la

matrice $A^H A$ sont fréquents, particulièrement en présence de trajets multiples de propagation.

On connaît un moyen relativement simple de remédier en partie à cet inconvénient, en acceptant dans la solution un résidu d'interférence, c'est-à-dire en adoptant non pas la solution optimale au sens des moindres carrés, mais la solution: $\hat{D}_{MMSE} = (A^H A + \hat{N}_0)^{-1} A^H Y$, où \hat{N}_0 désigne une estimation de la densité spectrale du bruit, que le récepteur doit alors calculer. Cette méthode est connue sous le nom de MMSE (minimum mean square error). Elle permet de diminuer la variante d'estimation par rapport à la méthode de « zero forcing », mais en introduisant un biais.

Les méthodes de « zero forcing » et analogues reviennent à opérer un filtrage inverse du signal reçu par un filtre, modélisant la fonction de transfert $1/R(Z)$, calculé par une certaine approximation (quadratique dans le cas du « zero forcing »). Lorsqu'une ou plusieurs racines du polynôme $R(Z)$ (équation (5)) sont situées sur le cercle unité, le filtre inverse théorique présente des singularités telles qu'il ne peut pas être estimé par une approximation satisfaisante. Dans le cas de l'approximation quadratique, ceci correspond à la divergence de la variance de l'erreur σ^2 lorsque la matrice $A^H A$ a une valeur propre nulle (relation (6)).

Ce problème n'est pas rencontré dans les méthodes telles que l'algorithme de Viterbi qui prennent intrinsèquement en compte la nature discrète des symboles, mais qui requièrent une puissance de calcul très supérieure pour les systèmes de taille importante.

La présente invention a pour but de proposer un procédé d'égalisation procurant un bon compromis entre la fiabilité des estimations et la complexité de l'égaliseur.

Un autre but est d'obtenir un égaliseur nécessitant une puissance de calcul raisonnable et capable de traiter,

avec des performances comparables à celles d'un égaliseur de Viterbi, des signaux dont les symboles ont un nombre d'états relativement élevés et/ou des signaux reçus suivant un canal de réponse impulsionnelle relativement étalée.

L'invention propose ainsi un procédé d'égalisation numérique, pour estimer des symboles discrets d'un signal transmis à partir d'échantillons numériques d'un signal reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients, W étant un entier plus grand que 1. Ce procédé comprend les étapes suivantes :

- déterminer les W racines dans le plan complexe de la transformée en Z de la réponse impulsionnelle du canal ;

- répartir les W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines et un second ensemble de p racines, p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un critère de distance déterminé dans le plan complexe ;

- obtenir un signal intermédiaire en appliquant au signal reçu une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et

- obtenir des estimations des symboles discrets du signal transmis en appliquant au signal intermédiaire une seconde méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

La « première méthode d'égalisation » sera généralement choisie de façon à traiter les symboles inconnus comme des variables continues. Elle conduit alors

à une opération semblable à un filtrage inverse dont la fonction de transfert serait d'une forme approchant l'expression $1/R^S(Z)$, où $R^S(Z)$ désigne le polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$ ayant pour racines les $W-p$ racines les plus éloignées du cercle unité. Elle peut notamment être du type « zero forcing ». Cette opération ne génère qu'une amplification du bruit réduite, puisque les racines de la fonction de transfert en Z associée sont relativement éloignées du cercle unité.

10 Pour les p racines les plus proches du cercle unité, on adopte des mesures permettant de s'affranchir ou de limiter l'incidence du problème de l'amplification du bruit. On peut choisir une méthode MMSE ou analogue comme « seconde méthode d'égalisation ». Toutefois, cette
15 seconde méthode tiendra avantageusement compte de la nature discrète des symboles inconnus. Elle pourra notamment reposer sur un algorithme à treillis, tel que l'algorithme de Viterbi, dont la mise en œuvre est courante dans les égaliseurs de canal quand la taille du
20 système n'est pas trop grande.

La seconde méthode d'égalisation est généralement d'une mise en œuvre plus complexe que la première. Dans chaque cas particulier, le choix du nombre p permet de rechercher le meilleur compromis entre la fiabilité des
25 estimations, qui fait préférer les valeurs élevées de p , et la complexité de l'égaliseur, qui fait préférer les valeurs faibles de p .

Un autre aspect de la présente invention se rapporte à un récepteur de radiocommunication, comprenant :

30 - des moyens de conversion pour produire des échantillons numériques à partir d'un signal radio reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients, W étant un entier plus grand que 1 ;

35 - des moyens de mesure de la réponse impulsionnelle

du canal ;

- des moyens de calcul des W racines dans le plan complexe de la transformée en Z de la réponse impulsionnelle mesurée ;

5 - des moyens de répartition des W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines et un second ensemble de p racines, p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un

10 critère de distance déterminé dans le plan complexe ;

- un premier étage d'égalisation pour obtenir un signal intermédiaire en appliquant au signal reçu une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par

15 un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et

- un second étage d'égalisation pour obtenir des estimations de symboles discrets d'un signal transmis sur le canal en appliquant au signal intermédiaire une seconde

20 méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

D'autres particularités et avantages de la présente

25 invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma synoptique d'un exemple de récepteur de radiocommunication selon l'invention ;

30 - la figure 2 est un organigramme montrant un mode de réalisation du procédé selon l'invention ; et

- la figure 3 est un diagramme illustrant les performances du procédé.

Le récepteur représenté sur la figure 1 comporte un

35 étage radio 1 qui reçoit le signal radio capté par

l'antenne 2 et le convertit en bande de base. Le signal en bande de base est numérisé par un convertisseur analogique-numérique 3, puis fourni à un filtre de réception 4. Le filtre 4 assure un filtrage adapté à la
5 mise en forme des signaux par l'émetteur. Il délivre un signal numérique à raison d'un échantillon complexe par symbole émis.

Ce signal numérique est fourni à un démodulateur comprenant d'une part un module 6 de synchronisation et
10 d'estimation de canal, et d'autre part un égaliseur 7.

La synchronisation et l'estimation de canal sont par exemple effectuées de manière classique à l'aide d'une séquence de synchronisation incluse par l'émetteur dans chaque trame de signal. La détection de cette séquence,
15 connue du récepteur, permet d'une part de synchroniser le récepteur par rapport à la structure temporelle des trames émises, et d'autre part d'estimer la réponse impulsionnelle $\underline{r} = (r_0, r_1, \dots, r_W)$ du canal sur lequel les trames sont transmises. La réponse impulsionnelle calculée
20 par le module 6 est fournie à l'égaliseur 7.

L'égaliseur 7 fonctionne par exemple conformément à l'organigramme représenté sur la figure 2 pour traiter chaque trame synchronisée du signal reçu, se présentant

sous la forme d'un vecteur $Y = \begin{pmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_L \end{pmatrix}$, avec $L=n+W$ en reprenant

25 les notations précédentes.

Le module d'estimation de canal 6 ayant fourni les $W+1$ coefficients complexes r_q de la réponse impulsionnelle estimée du canal, la première étape 10 consiste à rechercher les W racines de la transformée en Z de cette
30 réponse impulsionnelle, donnée par l'équation (5). Diverses méthodes classiques de recherche de racines complexes d'un polynôme peuvent être utilisées à l'étape 10. On pourra à cet égard se reporter à l'ouvrage de

E. DURAND : « Solutions Numériques des Equations Algébriques ; Tome I : Equations du Type $F(x)=0$ », Editions Masson, 1960.

5 Les W racines complexes ainsi trouvées $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W$ sont ensuite ordonnées de façon à pouvoir les répartir en deux ensembles, l'un contenant les $W-p$ racines les plus éloignées du cercle unité, et l'autre les p racines les plus proches du cercle unité.

10 Pour cela, une distance δ_q est calculée à l'étape 11 pour chacune des racines α_q ($1 \leq q \leq W$). Cette distance est avantageusement obtenue de la manière suivante :

$$\delta_q = \begin{cases} 1 - |\alpha_q| & \text{si } |\alpha_q| \leq 1 \\ 1 - 1/|\alpha_q| & \text{si } |\alpha_q| > 1 \end{cases} \quad (7)$$

15 A l'étape 12, les racines α_q de la fonction de transfert $R(Z)$ sont triées dans l'ordre des distances décroissantes : $\delta_1 \geq \delta_2 \geq \dots \geq \delta_W$. On sépare alors les $W-p$ premières racines $\alpha_1, \dots, \alpha_{W-p}$, qui sont les plus éloignées du cercle unité, des p racines restantes $\alpha_{W-p+1}, \dots, \alpha_W$.

A l'étape 13, l'égaliseur 7 développe un polynôme en Z^{-1} défini par :

20
$$R^S(Z) = \prod_{q=1}^{W-p} (1 - \alpha_q \cdot Z^{-1}) = \sum_{q=0}^{W-p} s_q \cdot Z^{-q} \quad (8)$$

Ceci permet de déterminer les coefficients s_q de la fonction de transfert $R^S(Z)$ associée à la réponse impulsionnelle $\underline{s} = (s_0, s_1, \dots, s_{W-p})$ d'un canal virtuel, qui correspondrait au canal de transmission estimé avec
25 élimination des contributions les plus proches des zones de singularité.

On peut alors procéder à une première égalisation 14 revenant à effectuer un filtrage inverse approchant la fonction de transfert $1/R^S(Z)$. Plusieurs implémentations

peuvent être retenues pour effectuer ce filtrage inverse. On peut notamment effectuer une égalisation par « zero forcing » comme indiqué précédemment. Au sujet de ces méthodes, on pourra se reporter à l'ouvrage de J.G. Proakis : « Digital Communications » McGraw-Hill, 2^e édition, 1989.

Le filtrage inverse 14 produit un signal intermédiaire sous la forme d'un vecteur Y' de $L'=n+p$ échantillons $y'_1, \dots, y'_{L'}$. Dans le cas d'une méthode de « zero forcing », le vecteur Y' est obtenu par la relation matricielle :

$$Y' = (A'^H A')^{-1} A'^H Y \quad (9)$$

Dans l'expression (9), A' désigne une matrice de $n+W$ lignes et $n+p$ colonnes ayant une structure de Toeplitz, formée à partir des coefficients s_q du polynôme $R^S(Z)$:

$$A' = \begin{pmatrix} s_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_1 & s_0 & 0 & & \vdots \\ & s_1 & s_0 & \ddots & 0 \\ \vdots & & s_1 & \ddots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & s_0 \\ s_{W-p} & & \vdots & & s_1 \\ 0 & s_{W-p} & & & \\ 0 & 0 & s_{W-p} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \\ 0 & \dots & 0 & 0 & s_{W-p} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Grâce au tri des racines α_q , les valeurs propres de la matrice $A'^H A'$ sont relativement éloignées de 0.

En variante, on pourrait réaliser le filtrage inverse en mettant en cascade $W-p$ cellules de filtrage correspondant chacune à l'inverse d'une fonction de transfert $R_q^S(Z) = 1 - \alpha_q Z^{-1}$, pour $1 \leq q \leq W-p$. Si $|\alpha_q| = 1$, le filtre inverse de $R_q^S(Z)$ est irréalisable. Si $|\alpha_q| < 1$, on peut développer $1/R_q^S(Z)$ sous la forme :

$$\frac{1}{R_q^S(Z)} = 1 + \alpha_q \cdot Z^{-1} + \alpha_q^2 \cdot Z^{-2} + \dots + \alpha_q^m \cdot Z^{-m} + \dots \quad (11)$$

Le développement (11) est causal, et stable puisque le domaine de convergence contient le cercle unité. La cellule de filtrage inverse peut donc être réalisée sous
5 forme transverse ou sous forme récursive.

Si $|\alpha_q| > 1$, on peut développer $1/R_q^S(Z)$ sous la forme :

$$\frac{1}{R_q^S(Z)} = -\alpha_q^{-1} \cdot Z \cdot \left(1 + \alpha_q^{-1} \cdot Z + \alpha_q^{-2} \cdot Z^2 + \dots + \alpha_q^{-m} \cdot Z^m + \dots \right) \quad (12)$$

Ce développement (12) est anti-causal et stable. Pour la
10 réalisation de la cellule de filtrage inverse, on tronque le développement (12) et on adopte une implémentation sous forme transverse. L'anti-causalité provoque un retard correspondant à la longueur de la réponse retenue.

On note que les développements (11) et (12)
15 justifient le critère de distance au cercle unité δ_q utilisé conformément à la relation (7).

A l'étape 15, l'égaliseur 7 développe un polynôme de degré p en Z^{-1} , dont les racines correspondent aux p racines de $R(Z)$ les plus proches du cercle unité, tel que
20 $R(Z) = R^S(Z) \cdot R^I(Z)$:

$$R^I(Z) = r_0 \cdot \prod_{q=W-p+1}^W (1 - \alpha_q \cdot Z^{-1}) = \sum_{q=0}^p t_q \cdot Z^{-q} \quad (13)$$

Les coefficients complexes t_q définissent la réponse impulsionnelle d'un autre canal de transmission virtuel, dont l'égalisation par une méthode de type « zero
25 forcing » ou analogue poserait des problèmes d'amplification du bruit.

Le signal intermédiaire Y' est alors soumis à une égalisation selon une autre méthode, sur la base de la réponse impulsionnelle $\underline{t} = (t_0, t_1, \dots, t_p)$. Cette seconde
30 égalisation 16 est avantageusement effectuée à l'aide d'un

treillis de Viterbi (voir l'article précité de G.D. Forney Jr., ou l'ouvrage précité de J.G. Proakis).

Le second étage d'égalisation 16 produit les estimations \hat{d}_k des symboles de la trame ($1 \leq k \leq n$). Ces
5 estimations \hat{d}_k formant la sortie de l'égaliseur 7 peuvent être fournies à un module de désentrelacement 8 puis à un décodeur de canal 9 qui détecte et/ou corrige d'éventuelles erreurs de transmission.

La figure 3 illustre les performances du procédé
10 dans le cas de la transmission d'une trame de signal selon le format du système radiotéléphonique cellulaire européen GSM, en remplaçant la modulation binaire de type GMSK par une modulation de phase à huit états (modulation 8-PSK). La réponse impulsionnelle du canal était tronquée à cinq
15 temps bits ($W=4$). La figure 3 montre la dépendance entre le taux d'erreur binaire BER, exprimé en %, et le rapport E_b/N_0 entre l'énergie par bit et la densité spectrale du bruit, exprimé en décibels. Le BER est celui observé dans les estimations des symboles après le désentrelacement et
20 le décodage de canal effectués conformément aux méthodes employées dans le GSM. La courbe I montre les résultats procurés par la méthode de « zero forcing » pur, c'est-à-dire dans le cas limite où $p=0$. La courbe II montre le résultat théorique qui serait obtenu en égalisant le canal
25 purement avec l'algorithme de Viterbi (cas limite où $p=W$). Dans la pratique, le treillis correspondant devrait comporter $8^4=4096$ états, de sorte que l'égaliseur de Viterbi serait irréalisable avec les techniques actuelles. L'écart entre les courbes I et II illustre la supériorité
30 de l'algorithme de Viterbi qui délivre les estimations selon le maximum de vraisemblance.

Les courbes III et IV montrent les résultats obtenus par le procédé selon l'invention, respectivement dans les cas où $p=1$ et $p=2$. On voit l'amélioration très sensible
35 des résultats déjà obtenue pour la valeur $p=1$ par rapport

au « zero forcing » pur.

A titre indicatif, l'égalisation d'une trame de signal GSM par l'algorithme de Viterbi pur dans les conditions de la figure 3 requerrait de l'ordre de 8,45 millions d'opérations en virgule flottante, soit environ 1,83 Gflops, alors que la mise en œuvre de la présente invention dans les mêmes conditions requiert de l'ordre de 19000 opérations en virgule flottante ($\approx 4,2$ Mflops) dans le cas où $p=1$, y compris la recherche des racines de $R(Z)$ et le filtrage inverse $1/R^S(Z)$ par la méthode « zero forcing ». Ce nombre est de l'ordre de 129000 opérations (≈ 28 Mflops) dans le cas où $p=2$, ce qui reste compatible avec la puissance des processeurs de traitement de signal (DSP) actuellement disponibles.

R E V E N D I C A T I O N S

1. Procédé d'égalisation numérique, pour estimer des symboles discrets (d_k) d'un signal transmis à partir d'échantillons numériques (y_k) d'un signal reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients (r_0, r_1, \dots, r_W), W étant un entier plus grand que 1, comprenant les étapes suivantes :
- déterminer les W racines ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W$) dans le plan complexe de la transformée en Z ($R(Z)$) de la réponse impulsionnelle du canal ;
 - répartir les W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines ($\alpha_1, \dots, \alpha_{W-p}$) et un second ensemble de p racines ($\alpha_{W-p+1}, \dots, \alpha_W$), p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un critère de distance déterminé dans le plan complexe ;
 - obtenir un signal intermédiaire (Y') en appliquant au signal reçu (Y) une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^S(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et
 - obtenir des estimations (\hat{d}_k) des symboles discrets du signal transmis en appliquant au signal intermédiaire une seconde méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^I(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel la première méthode d'égalisation produit le signal

intermédiaire sous la forme d'un vecteur Y' de $n+p$ échantillons (Y'_1, \dots, Y'_{n+p}) obtenu selon la relation :

$$Y' = (A'^H A')^{-1} A'^H Y$$

où Y est un vecteur formé de $n+W$ échantillons (Y_k) du signal reçu, et A' est une matrice de $n+W$ lignes et $n+p$ colonnes ayant une structure de Toeplitz formée à partir des coefficients (s_q) dudit polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$ ($R^S(Z)$).

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, dans lequel la seconde méthode d'égalisation comporte la mise en œuvre d'un algorithme de Viterbi.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel le critère de distance au cercle unité, utilisé pour répartir les W racines $\alpha_1, \dots, \alpha_W$ de la transformée en Z ($R(Z)$) de la réponse impulsionnelle du canal entre les premier et second ensembles, s'exprime par une distance δ_q de la forme $\delta_q = 1 - |\alpha_q|$ si $|\alpha_q| \leq 1$, et de la forme $\delta_q = 1 - 1/|\alpha_q|$ si $|\alpha_q| > 1$, pour $1 \leq q \leq W$.

5. Récepteur de radiocommunication, comprenant :
- des moyens de conversion (1,3,4) pour produire des échantillons numériques (y_k) à partir d'un signal radio reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients (r_0, r_1, \dots, r_W) , W étant un entier plus grand que 1 ;
- des moyens (6) de mesure de la réponse impulsionnelle du canal ;
- des moyens de calcul des W racines $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W)$ dans le plan complexe de la transformée en Z ($R(Z)$) de la réponse impulsionnelle mesurée ;

- des moyens de répartition des W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines $(\alpha_1, \dots, \alpha_{W-p})$ et un second ensemble de p racines $(\alpha_{W-p+1}, \dots, \alpha_W)$, p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un critère de distance déterminé dans le plan complexe ;

- un premier étage d'égalisation pour obtenir un signal intermédiaire en appliquant au signal reçu (y_k) une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^S(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et

- un second étage d'égalisation pour obtenir des estimations (\hat{d}_k) de symboles discrets d'un signal transmis sur le canal en appliquant au signal intermédiaire une seconde méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^I(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

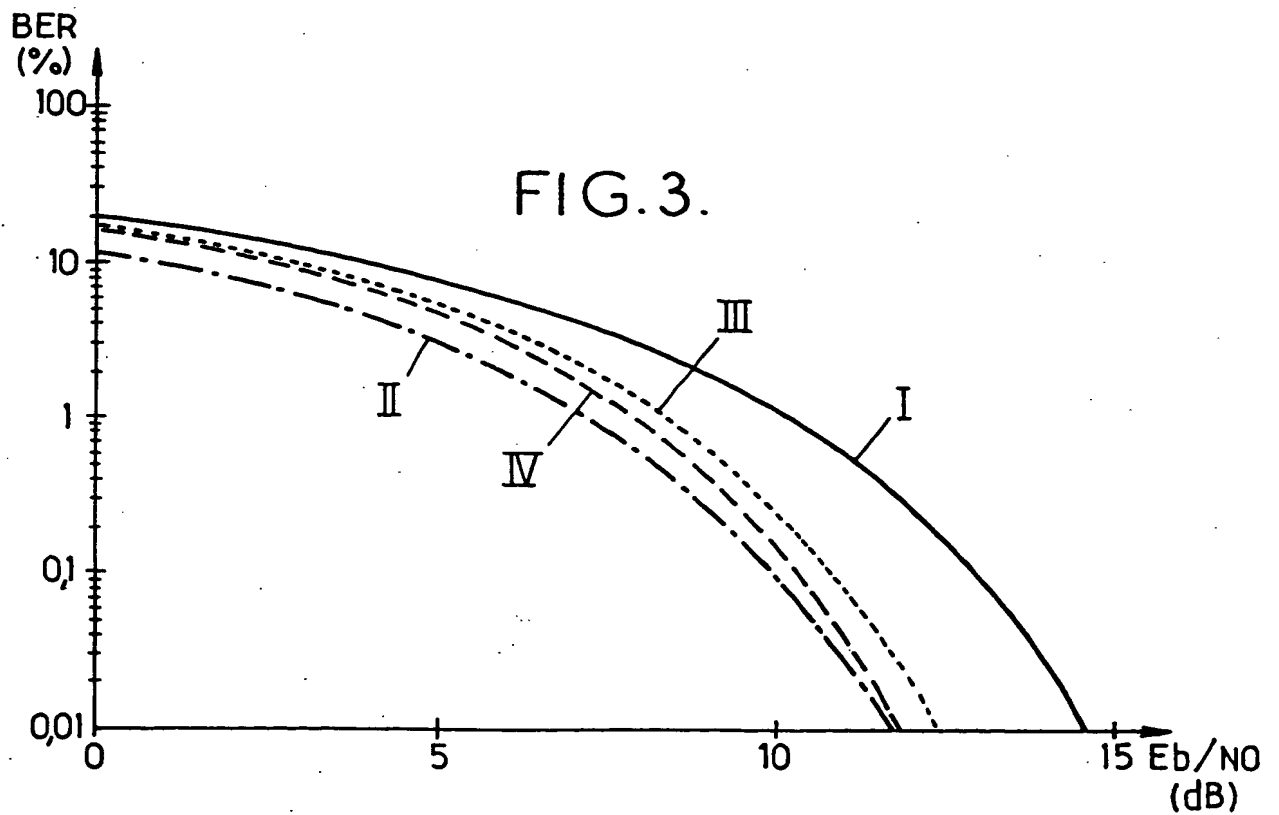
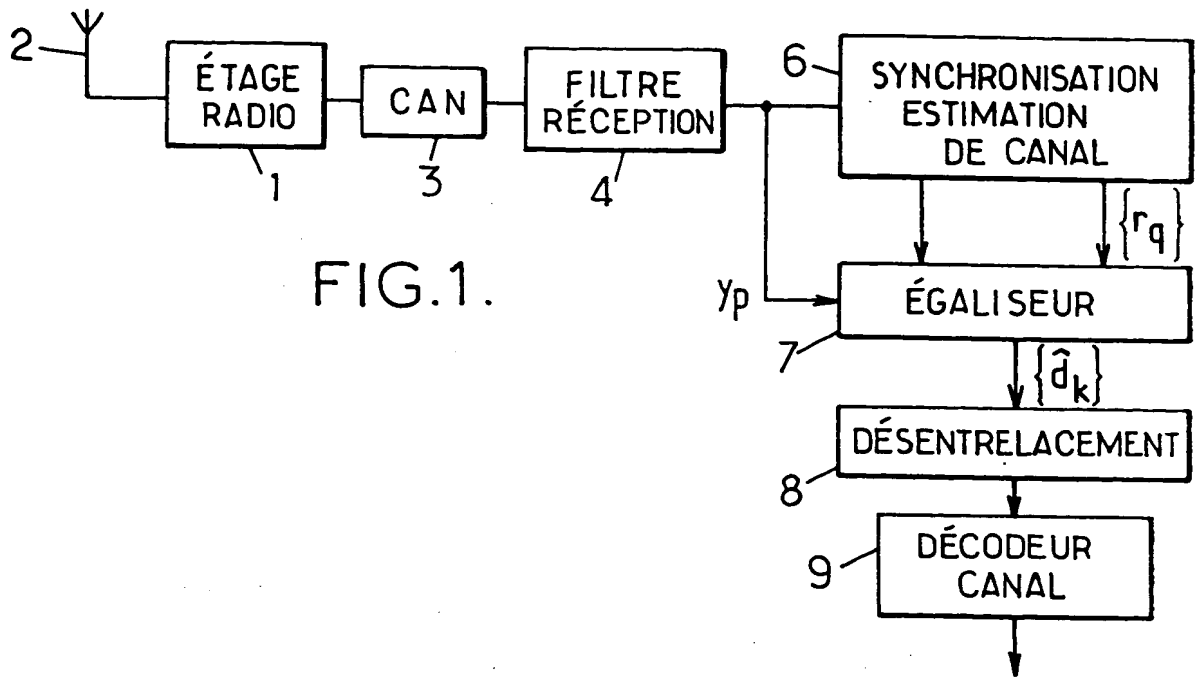
6. Récepteur selon la revendication 5, dans lequel le premier étage d'égalisation est agencé pour produire le signal intermédiaire sous la forme d'un vecteur Y' de $n+p$ échantillons (y'_1, \dots, y'_{n+p}) obtenu selon la relation :

$$Y' = (A'^H A')^{-1} A'^H Y$$

où Y est un vecteur formé de $n+W$ échantillons (y_k) du signal reçu, et A' est une matrice de $n+W$ lignes et $n+p$ colonnes ayant une structure de Toeplitz formée à partir des coefficients (s_q) dudit polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$ ($R^S(Z)$).

7. Récepteur selon la revendication 5 ou 6, dans lequel le second étage d'égalisation est agencé pour mettre en œuvre un algorithme de Viterbi.

8. Récepteur selon l'une quelconque des
5 revendications 5 à 7, dans lequel les moyens de répartition des racines utilisent, pour répartir les W racines entre les premier et second ensembles, un critère de distance au cercle unité s'exprimant par une distance δ_q
de la forme $\delta_q = 1 - |\alpha_q|$ si $|\alpha_q| \leq 1$, et de la forme
10 $\delta_q = 1 - 1/|\alpha_q|$ si $|\alpha_q| > 1$, pour $1 \leq q \leq W$.



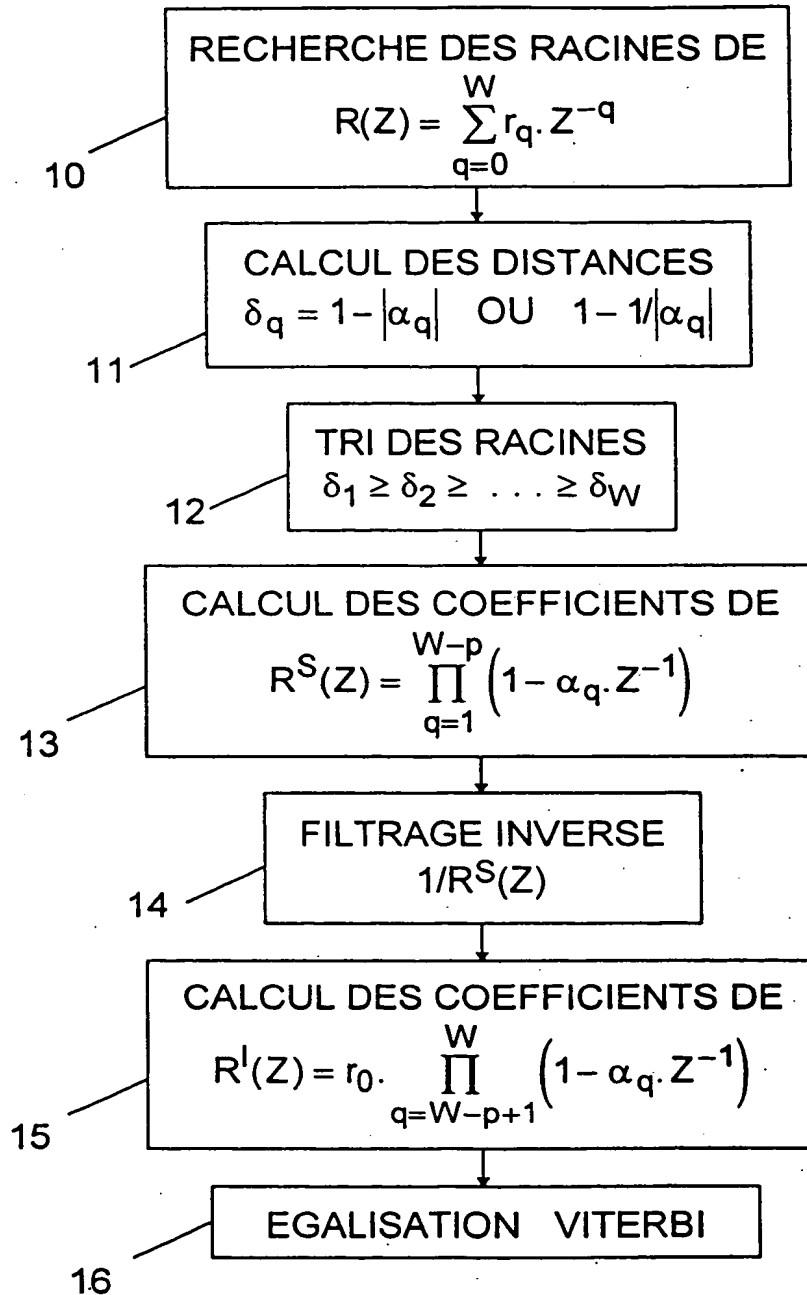


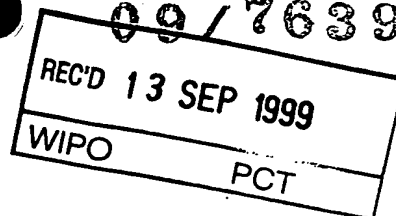
FIG.2.

THIS PAGE BLANK (USPTO)



FR 99/02089

ESU



BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION**PRIORITY
DOCUMENT**SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)**COPIE OFFICIELLE**

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **12 AOÛT 1999**Pour le Directeur général de l'Institut
national de la propriété industrielle
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT
NATIONAL DE
LA PROPRIÉTÉ
INDUSTRIELLE

SIEGE

26 bis, rue de Saint Petersburg
75800 PARIS Cédex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04
Télécopie : 01 42 93 59 30

THIS PAGE BLANK (USPTO)

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg
75800 Paris Cedex 08
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

Réservé à l'INPI

DATE DE REMISE DES PIÈCES

07. OCT. 1998

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

98 12552 -

DÉPARTEMENT DE DÉPÔT

DATE DE DÉPÔT

07 OCT. 1998

1

**NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE
À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE**

CABINET PLASSERAUD
84, rue d'Amsterdam
75440 PARIS CEDEX 09

n° du pouvoir permanent références du correspondant
BLO/FC-BFF980228

téléphone

014634111

2 DEMANDE Nature du titre de propriété industrielle

☒ brevet d'invention

☐ demande divisionnaire

☐ certificat d'utilité

☐ transformation d'une demande
de brevet européen

demande initiale

☐ brevet d'invention

☐ certificat d'utilité n°

date

Établissement du rapport de recherche

☐ différé

☒ immédiat

Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance

☐ oui

☐ non

Titre de l'invention (200 caractères maximum)

PROCEDE D'EGALISATION NUMERIQUE, ET RECEPTEUR DE RADIOCOMMUNICATION
METTANT EN OEUVRE UN TEL PROCEDE

3 DEMANDEUR (S) n° SIREN

code APE-NAF

Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination

NORTEL MATRA CELLULAR

Forme juridique

Société en Commandite
par Actions

Nationalité (s) Française

Adresse (s) complète (s)

1, place des Frères Montgolfier
BP 50
78042 GUYANCOURT

Pays

France

En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre ☐

4 INVENTEUR (S) Les inventeurs sont les demandeurs

☐ oui

☒ non

Si la réponse est non, fournir une désignation séparée

5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES

☐ requise pour la 1ère fois

☐ requise antérieurement au dépôt : joindre copie de la décision d'admission

6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE

pays d'origine

numéro

date de dépôt

nature de la demande

FRANCE

98 11095

04.09.1998

Demande de brevet

7 DIVISIONS

antérieures à la présente demande n°

date

n°

date

8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE

(nom et qualité du signataire)

CABINET PLASSERAUD

B. LOISEL - N° 94-0311

SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION

SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI

**BREVET D'INVENTION, CERTIFICAT D'UTILITE**

BLO/FC-BFF980 228

DÉSIGNATION DE L'INVENTEUR

(si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

DIVISION ADMINISTRATIVE DES BREVETS

26bis, rue de Saint-Petersbourg

75800 Paris Cédex 08

Tél. : 01 53 04 53 04 - Télécopie : 01 42 93 59 30

N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL

981252

TITRE DE L'INVENTION : PROCÉDE D'EGALISATION NUMÉRIQUE, ET RECEPTEUR
DE RADIOCOMMUNICATION METTANT EN ŒUVRE UN
TEL PROCÉDE

LA DEMANDERESSE : NORTEL MATRA CELLULAR
ayant pour mandataire

LE(S) SOUSSIGNÉ(S)

CABINET PLASSERAUD
84, rue d'Amsterdam
75440 PARIS CEDEX 09

DÉSIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) (indiquer nom, prénoms, adresse et souligner le nom patronymique) :

DORNSTETTER, Jean-Louis
25, place Suzanne Lenglen
78370 PLAISIR

BEN RACHED, Nidham
32, rue Baron
75017 PARIS

BONHOMME, Corinne
24, rue des Coulommières
77700 CHESSY

NOTA : A titre exceptionnel, le nom de l'inventeur peut être suivi de celui de la société à laquelle il appartient (société d'appartenance) lorsque celle-ci est différente de la société déposante ou titulaire.

Date et signature (s) du ~~NORTEL MATRA CELLULAR~~ du mandataire

Paris, le 7 octobre 1998

B. LOISEL
N° 94-0311

PROCÉDÉ D'ÉGALISATION NUMÉRIQUE, ET RÉCEPTEUR
DE RADIOCOMMUNICATION METTANT EN ŒUVRE UN TEL PROCÉDÉ

La présente invention concerne l'égalisation numérique des signaux. Elle trouve une application importante dans le domaine des radiocommunications.

Le procédé s'applique lorsqu'on reçoit un signal issu d'un émetteur par l'intermédiaire d'un canal de transmission entre émetteur et récepteur, dont la réponse est connue ou a été préalablement estimée. Un problème principal qui se pose alors est celui du compromis entre les performances de l'égaliseur et sa complexité.

Une estimation complète, selon le maximum de vraisemblance, de tous les symboles discrets composant le signal émis est possible, par exemple en employant l'algorithme de Viterbi (voir G.D. Forney Jr. : « The Viterbi Algorithm », Proc. of the IEEE, Vol. 61, No. 3, mars 1973, pages 268-278). Néanmoins, dès que la réponse impulsionnelle des canaux devient longue ou que le nombre de valeurs discrètes possibles des symboles devient important, la complexité exponentielle de ces méthodes les rend impraticables.

On considère le cas d'un canal de radiocommunication servant à la transmission d'un signal composé de séquences ou trames successives de n symboles d_k ($1 \leq k \leq n$). Les symboles d_k sont à valeurs discrètes : binaires (± 1) dans le cas d'une modulation de type BPSK (binary phase shift keying), quaternaires ($\pm 1 \pm j$) dans le cas d'une modulation de type QPSK (quaternary phase shift keying)...

Après conversion en bande de base, numérisation et filtrage adapté, un vecteur Y du signal reçu reflétant les symboles émis sur la durée d'une trame a pour expression :

THIS PAGE BLANK (USPTO)

$$Y = \begin{pmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \vdots \\ Y_k \\ \vdots \\ Y_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ r_1 & r_0 & 0 & & \vdots \\ & r_1 & r_0 & \ddots & 0 \\ \vdots & & r_1 & \ddots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & r_0 \\ r_W & & & & r_1 \\ 0 & r_W & & & \vdots \\ 0 & 0 & r_W & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & r_W \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_k \\ \vdots \\ d_n \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_{N,1} \\ Y_{N,2} \\ \vdots \\ Y_{N,k} \\ \vdots \\ Y_{N,L} \end{pmatrix} = A.D + Y_N \quad (1)$$

où $W+1$ est la longueur, en nombre de bits, de la réponse impulsionnelle estimée du canal, $\underline{r} = (r_0, r_1, \dots, r_W)$ est la réponse impulsionnelle estimée du canal, les r_q étant des
5 nombres complexes tels que $r_q=0$ si $q<0$ ou $q>W$, y_k est le k -ième échantillon complexe reçu avec $1 \leq k \leq L=n+W$, et Y_N est un vecteur de taille L composé d'échantillons de bruit additif $Y_{N,k}$. La réponse impulsionnelle estimée \underline{r} tient
10 compte du canal de propagation, de la mise en forme du signal par l'émetteur et du filtrage de réception.

La matrice A de taille $L \times n$ a une structure de type Toeplitz le long de sa diagonale principale, c'est-à-dire que si $\alpha_{i,j}$ désigne le terme situé à la i -ième ligne et à la j -ième colonne de la matrice A , alors $\alpha_{i+1,j+1}=\alpha_{i,j}$ pour
15 $1 \leq i \leq L-1$ et $1 \leq j \leq n-1$. Les termes de la matrice A sont donnés par : $\alpha_{1,j}=0$ pour $1 < j \leq n$ (A n'a donc que des zéros au-dessus de sa diagonale principale) ; $\alpha_{i,1}=0$ pour $W+1 < i \leq L$ (structure de matrice-bande) ; et $\alpha_{i,1}=r_{i-1}$ pour $1 \leq i \leq W+1$.

La relation matricielle (1) exprime que le signal
20 reçu Y est l'observation, affectée d'un bruit additif, du produit de convolution entre la réponse impulsionnelle du canal et les symboles émis. Ce produit de convolution peut encore s'exprimer par sa transformée en Z :

$$Y(Z) = R(Z) . D(Z) + Y_N(Z) \quad (2)$$

25 où $D(Z)$, $Y(Z)$, $R(Z)$ et $Y_N(Z)$ sont les transformées en Z

THIS PAGE BLANK (USPTO)

respectives des symboles émis, du signal reçu, de la réponse impulsionnelle du canal et du bruit :

$$D(Z) = \sum_{k=1}^n d_k \cdot Z^{-k} \quad (3)$$

$$Y(Z) = \sum_{k=1}^L y_k \cdot Z^{-k} \quad (4)$$

$$R(Z) = \sum_{q=0}^W r_q \cdot Z^{-q} \quad (5)$$

Une solution classique pour résoudre un système tel que (1) est la méthode dite de forçage à zéro (« zero forcing »), suivant laquelle on détermine le vecteur \hat{D}_{ZF} à n composantes continues qui minimise l'erreur quadratique $\varepsilon = \|\hat{A}\hat{D} - Y\|^2$. Une discrétisation des composantes du vecteur \hat{D}_{ZF} relative à chaque canal intervient ensuite, souvent par le biais d'un décodeur de canal. La solution \hat{D}_{ZF} au sens des moindres carrés est donnée par : $\hat{D}_{ZF} = (A^H A)^{-1} A^H Y$, où A^H désigne la matrice transposée conjuguée de A. On est alors ramené au problème de l'inversion de la matrice hermitienne définie positive $A^H A$. Cette inversion peut être réalisée par divers algorithmes classiques, d'une manière directe (méthodes de Gauss, de Cholesky...) ou par des techniques itératives (algorithmes de Gauss-Seidel, du gradient...).

L'erreur d'estimation $D - \hat{D}_{ZF}$ est égale à $(A^H A)^{-1} A^H Y_N$, ce qui montre que la solution obtenue est affectée d'un bruit de variance :

$$\sigma^2 = E(\|D - \hat{D}_{ZF}\|^2) = N_0 \times \text{Trace}[(A^H A)^{-1}] \quad (6)$$

où N_0 est la densité spectrale de puissance du bruit. On voit qu'il se produit une amplification du bruit (« noise enhancement ») quand la matrice $A^H A$ est mal conditionnée,

c'est-à-dire quand elle a une ou plusieurs valeurs propres proches de 0.

Cette amplification du bruit est le principal inconvénient des méthodes de résolution classiques. Dans la pratique, les cas de mauvais conditionnement de la matrice $A^H A$ sont fréquents, particulièrement en présence de trajets multiples de propagation.

On connaît un moyen relativement simple de remédier en partie à cet inconvénient, en acceptant dans la solution un résidu d'interférence, c'est-à-dire en adoptant non pas la solution optimale au sens des moindres carrés, mais la solution: $\hat{D}_{MMSE} = (A^H A + \hat{N}_0)^{-1} A^H Y$, où \hat{N}_0 désigne une estimation de la densité spectrale du bruit, que le récepteur doit alors calculer. Cette méthode est connue sous le nom de MMSE (minimum mean square error). Elle permet de diminuer la variante d'estimation par rapport à la méthode de « zero forcing », mais en introduisant un biais.

Les méthodes de « zero forcing » et analogues reviennent à opérer un filtrage inverse du signal reçu par un filtre, modélisant la fonction de transfert $1/R(Z)$, calculé par une certaine approximation (quadratique dans le cas du « zero forcing »). Lorsqu'une ou plusieurs racines du polynôme $R(Z)$ (équation (5)) sont situées sur le cercle unité, le filtre inverse théorique présente des singularités telles qu'il ne peut pas être estimé par une approximation satisfaisante. Dans le cas de l'approximation quadratique, ceci correspond à la divergence de la variance de l'erreur σ^2 lorsque la matrice $A^H A$ a une valeur propre nulle (relation (6)).

Ce problème n'est pas rencontré dans les méthodes telles que l'algorithme de Viterbi qui prennent intrinsèquement en compte la nature discrète des symboles, mais qui requièrent une puissance de calcul très supérieure pour les systèmes de taille importante.

La présente invention a pour but de proposer un procédé d'égalisation procurant un bon compromis entre la fiabilité des estimations et la complexité de l'égaliseur.

Un autre but est d'obtenir un égaliseur nécessitant
5 une puissance de calcul raisonnable et capable de traiter, avec des performances comparables à celles d'un égaliseur de Viterbi, des signaux dont les symboles ont un nombre d'états relativement élevés et/ou des signaux reçus suivant un canal de réponse impulsionnelle relativement
10 étalée.

L'invention propose ainsi un procédé d'égalisation numérique, pour estimer des symboles discrets d'un signal transmis à partir d'échantillons numériques d'un signal reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission
15 représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients, W étant un entier plus grand que 1. Ce procédé comprend les étapes suivantes :

- déterminer les W racines dans le plan complexe de la transformée en Z de la réponse impulsionnelle du
20 canal ;

- répartir les W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines et un second ensemble de p racines, p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que
25 celles du premier ensemble selon un critère de distance déterminé dans le plan complexe ;

- obtenir un signal intermédiaire en appliquant au signal reçu une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en
30 Z , formée par un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et

- obtenir des estimations des symboles discrets du signal transmis en appliquant au signal intermédiaire une seconde méthode d'égalisation sur la base d'une réponse
35 impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par

un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

La « première méthode d'égalisation » sera généralement choisie de façon à traiter les symboles
5 inconnus comme des variables continues. Elle conduit alors à une opération semblable à un filtrage inverse dont la fonction de transfert serait d'une forme approchant l'expression $1/R^S(Z)$, où $R^S(Z)$ désigne le polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$ ayant pour racines les $W-p$ racines les plus
10 éloignées du cercle unité. Elle peut notamment être du type « zero forcing ». Cette opération ne génère qu'une amplification du bruit réduite, puisque les racines de la fonction de transfert en Z associée sont relativement éloignées du cercle unité.

15 Pour les p racines les plus proches du cercle unité, on adopte des mesures permettant de s'affranchir ou de limiter l'incidence du problème de l'amplification du bruit. On peut choisir une méthode MMSE ou analogue comme
20 « seconde méthode d'égalisation ». Toutefois, cette seconde méthode tiendra avantageusement compte de la nature discrète des symboles inconnus. Elle pourra notamment reposer sur un algorithme à treillis, tel que l'algorithme de Viterbi, dont la mise en œuvre est courante dans les égaliseurs de canal quand la taille du
25 système n'est pas trop grande.

La seconde méthode d'égalisation est généralement d'une mise en œuvre plus complexe que la première. Dans chaque cas particulier, le choix du nombre p permet de rechercher le meilleur compromis entre la fiabilité des
30 estimations, qui fait préférer les valeurs élevées de p , et la complexité de l'égaliseur, qui fait préférer les valeurs faibles de p .

Un autre aspect de la présente invention se rapporte à un récepteur de radiocommunication, comprenant :

35 - des moyens de conversion pour produire des

échantillons numériques à partir d'un signal radio reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients, W étant un entier plus grand que 1 ;

5 - des moyens de mesure de la réponse impulsionnelle du canal ;

 - des moyens de calcul des W racines dans le plan complexe de la transformée en Z de la réponse impulsionnelle mesurée ;

10 - des moyens de répartition des W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines et un second ensemble de p racines, p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un

15 critère de distance déterminé dans le plan complexe ;

 - un premier étage d'égalisation pour obtenir un signal intermédiaire en appliquant au signal reçu une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par

20 un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et

 - un second étage d'égalisation pour obtenir des estimations de symboles discrets d'un signal transmis sur le canal en appliquant au signal intermédiaire une seconde

25 ~~méthode d'égalisation sur la base d'une réponse~~
impulsionnelle finie dont la transformée en Z , formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

D'autres particularités et avantages de la présente

30 invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

 - la figure 1 est un schéma synoptique d'un exemple de récepteur de radiocommunication selon l'invention ;

35 - la figure 2 est un organigramme montrant un mode

de réalisation du procédé selon l'invention ; et

- la figure 3 est un diagramme illustrant les performances du procédé.

Le récepteur représenté sur la figure 1 comporte un
5 étage radio 1 qui reçoit le signal radio capté par l'antenne 2 et le convertit en bande de base. Le signal en bande de base est numérisé par un convertisseur analogique-numérique 3, puis fourni à un filtre de réception 4. Le filtre 4 assure un filtrage adapté à la
10 mise en forme des signaux par l'émetteur. Il délivre un signal numérique à raison d'un échantillon complexe par symbole émis.

Ce signal numérique est fourni à un démodulateur comprenant d'une part un module 6 de synchronisation et
15 d'estimation de canal, et d'autre part un égaliseur 7.

La synchronisation et l'estimation de canal sont par exemple effectuées de manière classique à l'aide d'une séquence de synchronisation incluse par l'émetteur dans chaque trame de signal. La détection de cette séquence,
20 connue du récepteur, permet d'une part de synchroniser le récepteur par rapport à la structure temporelle des trames émises, et d'autre part d'estimer la réponse impulsionnelle $\underline{r} = (r_0, r_1, \dots, r_W)$ du canal sur lequel les trames sont transmises. La réponse impulsionnelle calculée
25 par le module 6 est fournie à l'égaliseur 7.

L'égaliseur 7 fonctionne par exemple conformément à l'organigramme représenté sur la figure 2 pour traiter chaque trame synchronisée du signal reçu, se présentant

sous la forme d'un vecteur $Y = \begin{pmatrix} Y_1 \\ \vdots \\ Y_L \end{pmatrix}$, avec $L=n+W$ en reprenant

30 les notations précédentes.

Le module d'estimation de canal 6 ayant fourni les $W+1$ coefficients complexes r_q de la réponse impulsionnelle estimée du canal, la première étape 10 consiste à

rechercher les W racines de la transformée en Z de cette réponse impulsionnelle, donnée par l'équation (5). Diverses méthodes classiques de recherche de racines complexes d'un polynôme peuvent être utilisées à l'étape 10. On pourra à cet égard se reporter à l'ouvrage de E. DURAND : « Solutions Numériques des Equations Algébriques ; Tome I : Equations du Type $F(x)=0$ », Editions Masson, 1960.

Les W racines complexes ainsi trouvées $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W$ sont ensuite ordonnées de façon à pouvoir les répartir en deux ensembles, l'un contenant les $W-p$ racines les plus éloignées du cercle unité, et l'autre les p racines les plus proches du cercle unité.

Pour cela, une distance δ_q est calculée à l'étape 11 pour chacune des racines α_q ($1 \leq q \leq W$). Cette distance est avantageusement obtenue de la manière suivante :

$$\delta_q = \begin{cases} 1 - |\alpha_q| & \text{si } |\alpha_q| \leq 1 \\ 1 - 1/|\alpha_q| & \text{si } |\alpha_q| > 1 \end{cases} \quad (7)$$

A l'étape 12, les racines α_q de la fonction de transfert $R(Z)$ sont triées dans l'ordre des distances décroissantes : $\delta_1 \geq \delta_2 \geq \dots \geq \delta_W$. On sépare alors les $W-p$ premières racines $\alpha_1, \dots, \alpha_{W-p}$, qui sont les plus éloignées du cercle unité, des p racines restantes $\alpha_{W-p+1}, \dots, \alpha_W$.

A l'étape 13, l'égaliseur 7 développe un polynôme en z^{-1} défini par :

$$R^S(Z) = \prod_{q=1}^{W-p} (1 - \alpha_q \cdot Z^{-1}) = \sum_{q=0}^{W-p} s_q \cdot Z^{-q} \quad (8)$$

Ceci permet de déterminer les coefficients s_q de la fonction de transfert $R^S(Z)$ associée à la réponse impulsionnelle $\underline{s} = (s_0, s_1, \dots, s_{W-p})$ d'un canal virtuel, qui correspondrait au canal de transmission estimé avec

élimination des contributions les plus proches des zones de singularité.

On peut alors procéder à une première égalisation 14 revenant à effectuer un filtrage inverse approchant la fonction de transfert $1/R^S(Z)$. Plusieurs implémentations 5 peuvent être retenues pour effectuer ce filtrage inverse. On peut notamment effectuer une égalisation par « zero forcing » comme indiqué précédemment. Au sujet de ces méthodes, on pourra se reporter à l'ouvrage de J.G. 10 Proakis : « Digital Communications » McGraw-Hill, 2^e édition, 1989.

Le filtrage inverse 14 produit un signal intermédiaire sous la forme d'un vecteur Y' de $L'=n+p$ échantillons $y'_1, \dots, y'_{L'}$. Dans le cas d'une méthode de 15 « zero forcing », le vecteur Y' est obtenu par la relation matricielle :

$$Y' = (A'^H A')^{-1} A'^H Y \quad (9)$$

Dans l'expression (9), A' désigne une matrice de $n+W$ lignes et $n+p$ colonnes ayant une structure de Toeplitz, 20 formée à partir des coefficients s_q du polynôme $R^S(Z)$:

$$A' = \begin{pmatrix} s_0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ s_1 & s_0 & 0 & & \vdots \\ & s_1 & s_0 & \ddots & 0 \\ \vdots & & s_1 & \ddots & 0 \\ & \vdots & & \ddots & s_0 \\ s_{W-p} & & \vdots & & s_1 \\ 0 & s_{W-p} & & & \vdots \\ 0 & 0 & s_{W-p} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & \ddots \\ 0 & \dots & 0 & 0 & s_{W-p} \end{pmatrix} \quad (10)$$

Grâce au tri des racines α_q , les valeurs propres de la matrice $A'^H A'$ sont relativement éloignées de 0.

En variante, on pourrait réaliser le filtrage 25 inverse en mettant en cascade $W-p$ cellules de filtrage correspondant chacune à l'inverse d'une fonction de

transfert $R_q^S(Z) = 1 - \alpha_q Z^{-1}$, pour $1 \leq q \leq W-p$. Si $|\alpha_q| = 1$, le filtre inverse de $R_q^S(Z)$ est irréalisable. Si $|\alpha_q| < 1$, on peut développer $1/R_q^S(Z)$ sous la forme :

$$\frac{1}{R_q^S(Z)} = 1 + \alpha_q \cdot Z^{-1} + \alpha_q^2 \cdot Z^{-2} + \dots + \alpha_q^m \cdot Z^{-m} + \dots \quad (11)$$

- 5 Le développement (11) est causal, et stable puisque le domaine de convergence contient le cercle unité. La cellule de filtrage inverse peut donc être réalisée sous forme transverse ou sous forme récursive.

Si $|\alpha_q| > 1$, on peut développer $1/R_q^S(Z)$ sous la
10 forme :

$$\frac{1}{R_q^S(Z)} = -\alpha_q^{-1} \cdot Z \cdot \left(1 + \alpha_q^{-1} \cdot Z + \alpha_q^{-2} \cdot Z^2 + \dots + \alpha_q^{-m} \cdot Z^m + \dots \right) \quad (12)$$

Ce développement (12) est anti-causal et stable. Pour la réalisation de la cellule de filtrage inverse, on tronque le développement (12) et on adopte une implémentation sous
15 forme transverse. L'anti-causalité provoque un retard correspondant à la longueur de la réponse retenue.

On note que les développements (11) et (12) justifient le critère de distance au cercle unité δ_q utilisé conformément à la relation (7).

- 20 A l'étape 15, l'égaliseur 7 développe un polynôme de degré p en Z^{-1} , dont les racines correspondent aux p racines de $R(Z)$ les plus proches du cercle unité, tel que $R(Z) = R^S(Z) \cdot R^I(Z)$:

$$R^I(Z) = r_0 \cdot \prod_{q=W-p+1}^W (1 - \alpha_q \cdot Z^{-1}) = \sum_{q=0}^P t_q \cdot Z^{-q} \quad (13)$$

- 25 Les coefficients complexes t_q définissent la réponse impulsionnelle d'un autre canal de transmission virtuel, dont l'égalisation par une méthode de type « zero forcing » ou analogue poserait des problèmes d'amplification du bruit.

Le signal intermédiaire Y' est alors soumis à une égalisation selon une autre méthode, sur la base de la réponse impulsionnelle $\underline{t} = (t_0, t_1, \dots, t_p)$. Cette seconde égalisation 16 est avantageusement effectuée à l'aide d'un treillis de Viterbi (voir l'article précité de G.D. Forney Jr., ou l'ouvrage précité de J.G. Proakis).

Le second étage d'égalisation 16 produit les estimations \hat{d}_k des symboles de la trame ($1 \leq k \leq n$). Ces estimations \hat{d}_k formant la sortie de l'égaliseur 7 peuvent être fournies à un module de désentrelacement 8 puis à un décodeur de canal 9 qui détecte et/ou corrige d'éventuelles erreurs de transmission.

La figure 3 illustre les performances du procédé dans le cas de la transmission d'une trame de signal selon le format du système radiotéléphonique cellulaire européen GSM, en remplaçant la modulation binaire de type GMSK par une modulation de phase à huit états (modulation 8-PSK). La réponse impulsionnelle du canal était tronquée à cinq temps bits ($W=4$). La figure 3 montre la dépendance entre le taux d'erreur binaire BER, exprimé en %, et le rapport E_b/N_0 entre l'énergie par bit et la densité spectrale du bruit, exprimé en décibels. Le BER est celui observé dans les estimations des symboles après le désentrelacement et le décodage de canal effectués conformément aux méthodes employées dans le GSM. La courbe I montre les résultats procurés par la méthode de « zero forcing » pur, c'est-à-dire dans le cas limite où $p=0$. La courbe II montre le résultat théorique qui serait obtenu en égalisant le canal purement avec l'algorithme de Viterbi (cas limite où $p=W$). Dans la pratique, le treillis correspondant devrait comporter $8^4=4096$ états, de sorte que l'égaliseur de Viterbi serait irréalisable avec les techniques actuelles. L'écart entre les courbes I et II illustre la supériorité de l'algorithme de Viterbi qui délivre les estimations selon le maximum de vraisemblance.

Les courbes III et IV montrent les résultats obtenus par le procédé selon l'invention, respectivement dans les cas où $p=1$ et $p=2$. On voit l'amélioration très sensible des résultats déjà obtenue pour la valeur $p=1$ par rapport
5 au « zero forcing » pur.

A titre indicatif, l'égalisation d'une trame de signal GSM par l'algorithme de Viterbi pur dans les conditions de la figure 3 requerrait de l'ordre de 8,45 millions d'opérations en virgule flottante, soit environ
10 1,83 Gflops, alors que la mise en œuvre de la présente invention dans les mêmes conditions requiert de l'ordre de 19000 opérations en virgule flottante ($\approx 4,2$ Mflops) dans le cas où $p=1$, y compris la recherche des racines de $R(Z)$ et le filtrage inverse $1/R^S(Z)$ par la méthode « zero
15 forcing ». Ce nombre est de l'ordre de 129000 opérations (≈ 28 Mflops) dans le cas où $p=2$, ce qui reste compatible avec la puissance des processeurs de traitement de signal (DSP) actuellement disponibles.

R E V E N D I C A T I O N S

1. Procédé d'égalisation numérique, pour estimer des symboles discrets (d_k) d'un signal transmis à partir d'échantillons numériques (y_k) d'un signal reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients (r_0, r_1, \dots, r_W), W étant un entier plus grand que 1, comprenant les étapes suivantes :
- déterminer les W racines ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W$) dans le plan complexe de la transformée en Z ($R(Z)$) de la réponse impulsionnelle du canal ;
 - répartir les W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines ($\alpha_1, \dots, \alpha_{W-p}$) et un second ensemble de p racines ($\alpha_{W-p+1}, \dots, \alpha_W$), p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un critère de distance déterminé dans le plan complexe ;
 - obtenir un signal intermédiaire (Y') en appliquant au signal reçu (Y) une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^S(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et
 - obtenir des estimations (\hat{d}_k) des symboles discrets du signal transmis en appliquant au signal intermédiaire une seconde méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^I(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel la première méthode d'égalisation produit le signal

intermédiaire sous la forme d'un vecteur Y' de $n+p$ échantillons (y'_1, \dots, y'_{n+p}) obtenu selon la relation :

$$Y' = (A'^H A')^{-1} A'^H Y$$

5 où Y est un vecteur formé de $n+W$ échantillons (y_k) du signal reçu, et A' est une matrice de $n+W$ lignes et $n+p$ colonnes ayant une structure de Toeplitz formée à partir des coefficients (s_q) dudit polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$ ($R^S(Z)$).

3. Procédé selon la revendication 1 ou 2, dans lequel
10 la seconde méthode d'égalisation comporte la mise en œuvre d'un algorithme de Viterbi.

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, dans lequel le critère de distance au cercle unité, utilisé pour répartir les W racines $\alpha_1, \dots, \alpha_W$ de la
15 transformée en Z ($R(Z)$) de la réponse impulsionnelle du canal entre les premier et second ensembles, s'exprime par une distance δ_q de la forme $\delta_q = 1 - |\alpha_q|$ si $|\alpha_q| \leq 1$, et de la forme $\delta_q = 1 - 1/|\alpha_q|$ si $|\alpha_q| > 1$, pour $1 \leq q \leq W$.

5. Récepteur de radiocommunication, comprenant :
20 - des moyens de conversion (1,3,4) pour produire des échantillons numériques (y_k) à partir d'un signal radio reçu par l'intermédiaire d'un canal de transmission représenté par une réponse impulsionnelle finie de $W+1$ coefficients (r_0, r_1, \dots, r_W) , W étant un entier plus grand
25 que 1 ;

- des moyens (6) de mesure de la réponse impulsionnelle du canal ;

- des moyens de calcul des W racines $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_W)$ dans le plan complexe de la transformée en Z ($R(Z)$) de la
30 réponse impulsionnelle mesurée ;

- des moyens de répartition des W racines en un premier ensemble de $W-p$ racines $(\alpha_1, \dots, \alpha_{W-p})$ et un second ensemble de p racines $(\alpha_{W-p+1}, \dots, \alpha_W)$, p étant un entier plus grand que 0 et plus petit que W , les racines du second ensemble étant plus proches du cercle unité que celles du premier ensemble selon un critère de distance déterminé dans le plan complexe ;

- un premier étage d'égalisation pour obtenir un signal intermédiaire en appliquant au signal reçu (y_k) une première méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^S(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$, a pour racines les $W-p$ racines du premier ensemble ; et

- un second étage d'égalisation pour obtenir des estimations (\hat{d}_k) de symboles discrets d'un signal transmis sur le canal en appliquant au signal intermédiaire une seconde méthode d'égalisation sur la base d'une réponse impulsionnelle finie dont la transformée en Z ($R^I(Z)$), formée par un polynôme en Z^{-1} de degré p , a pour racines les p racines du second ensemble.

6. Récepteur selon la revendication 5, dans lequel le premier étage d'égalisation est agencé pour produire le signal intermédiaire sous la forme d'un vecteur Y' de $n+p$ échantillons (y'_1, \dots, y'_{n+p}) obtenu selon la relation :

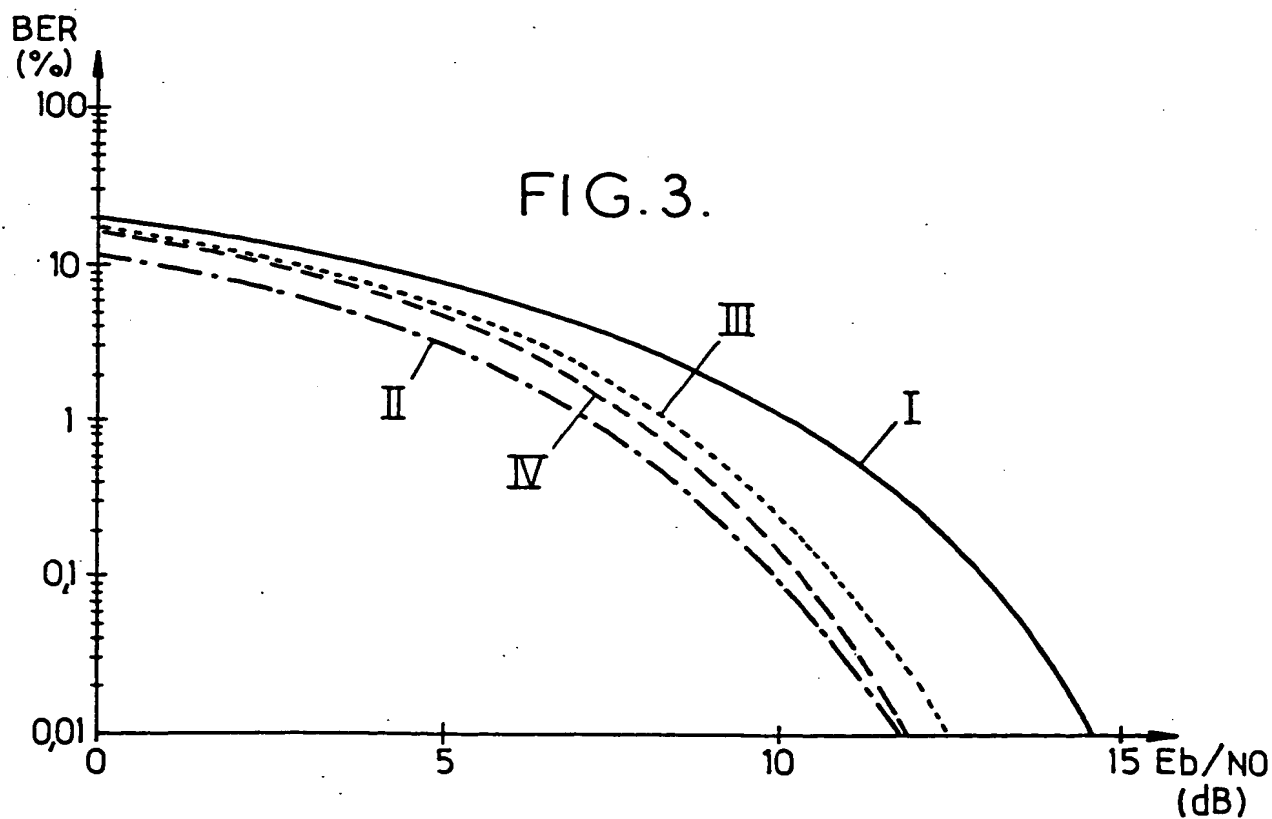
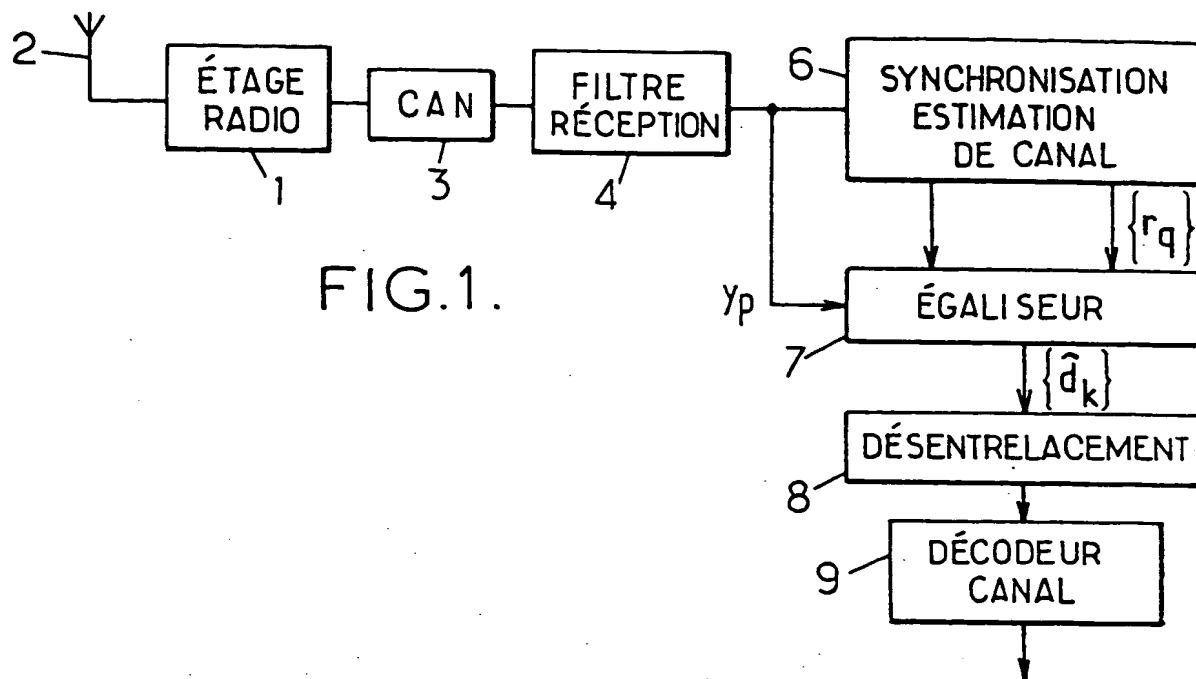
$$Y' = (A'^H A')^{-1} A'^H Y$$

où Y est un vecteur formé de $n+W$ échantillons (y_k) du signal reçu, et A' est une matrice de $n+W$ lignes et $n+p$ colonnes ayant une structure de Toeplitz formée à partir des coefficients (s_q) dudit polynôme en Z^{-1} de degré $W-p$ ($R^S(Z)$).

7. Récepteur selon la revendication 5 ou 6, dans lequel le second étage d'égalisation est agencé pour mettre en œuvre un algorithme de Viterbi.

8. Récepteur selon l'une quelconque des revendications 5 à 7, dans lequel les moyens de répartition des racines utilisent, pour répartir les W racines entre les premier et second ensembles, un critère de distance au cercle unité s'exprimant par une distance δ_q de la forme $\delta_q = 1 - |\alpha_q|$ si $|\alpha_q| \leq 1$, et de la forme

10 $\delta_q = 1 - 1/|\alpha_q|$ si $|\alpha_q| > 1$, pour $1 \leq q \leq W$.



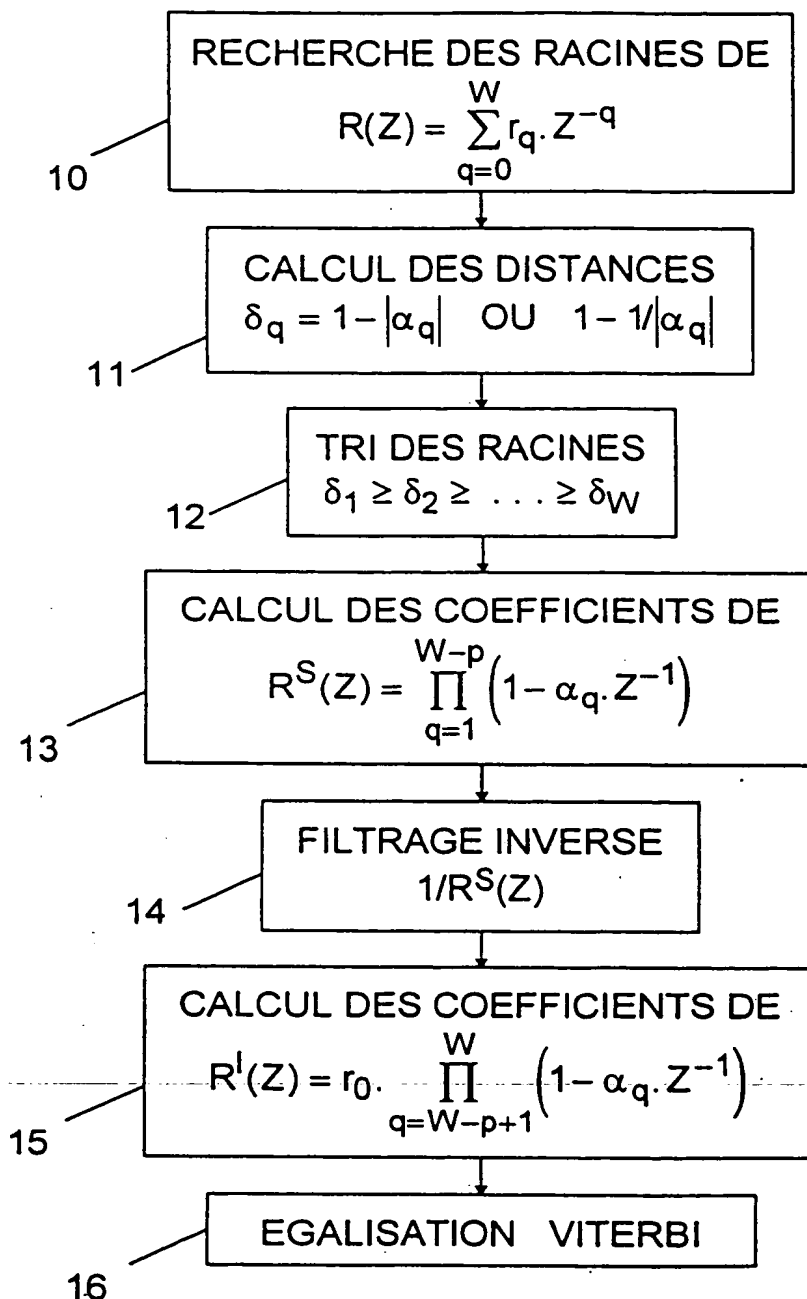


FIG.2.

THIS PAGE BLANK (USPTO)